

## ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 621.372

### СЕЛЕКТИВНЫЕ СВОЙСТВА МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВЫХ СОНАПРАВЛЕННЫХ ШПИЛЬКОВЫХ РЕЗОНАТОРАХ

© 2006 г. Б. А. Беляев, С. В. Бутаков, Н. В. Лалетин, А. А. Лексиков,  
В. В. Тюрнев, О. Н. Чесноков

Поступила в редакцию 31.03.2005 г.

Исследованы селективные свойства микрополосковых фильтров, содержащих от двух до шести сонаправленных нерегулярных четвертьволновых резонаторов, полосковые проводники которых имеют форму шпильки. В квазистатическом приближении изучено поведение крутизны склонов амплитудно-частотных характеристик от конструктивных параметров устройств, а также от относительной ширины полосы пропускания фильтров в широком диапазоне рабочих частот. Показаны возможности получения не только симметричной амплитудно-частотной характеристики фильтров, но и характеристики с максимальной крутизной либо низкочастотного, либо высокочастотного склонов. Наблюдается хорошее согласие численного анализа одномерных моделей рассмотренных микрополосковых структур с экспериментом.

#### ВВЕДЕНИЕ

Как известно, сверхвысокочастотные (СВЧ) частотно-селективные устройства занимают значительный объем в насыщенной ими аппаратуре систем связи, радиолокации и радионавигации. Эти устройства, представляющие собой, как правило, систему связанных резонаторов, нередко определяют габариты отдельных модулей, а иногда и аппаратуры в целом. Кроме того, качество и предельно достижимые характеристики радиоаппаратуры напрямую зависят от частотно-селективных свойств фильтрующих устройств. В связи с этим поиск новых решений для создания миниатюрных фильтров, а также исследования, направленные на миниатюризацию и повышение частотно-селективных свойств уже известных конструкций, весьма актуальны и относятся к важнейшим задачам современной радиотехники.

Хорошо известно, что самыми миниатюрными из всех “электродинамических” фильтров являются микрополосковые фильтры (МПФ), получившие широкое распространение в СВЧ-технике благодаря ряду своих достоинств. Кроме миниатюрности эти устройства отличаются надежностью, технологичностью в производстве, а также достаточно хорошим согласием с экспериментом скоростного квазистатического анализа самых разнообразных и сложных конструкций [1–3]. Последнее обстоятельство позволяет создавать эффективные программные комплексы для автоматизированного проектирования МПФ [4, 5].

Уменьшения габаритов микрополосковых фильтров можно достичь несколькими известными

подходами. Например, разнообразным сворачиванием полосковых проводников резонаторов, формированием плавных и ступенчатых нерегулярностей проводников, а также использованием подложек с высокой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon$ . Очевидно, что максимального эффекта можно добиться сочетанием сразу нескольких способов уменьшения габаритов МПФ. В этом случае сравнительно миниатюрные конструкции получаются даже в метровом диапазоне длин волн [6, 7].

Для повышения частотно-селективных свойств фильтров в первую очередь требуется увеличивать крутизну склонов амплитудно-частотной характеристики, повышать уровни затухания СВЧ-мощности в полосах заграждения и увеличивать ширину этих полос. Названные характеристики зависят как от количества резонаторов в устройстве, так и от многих его конструктивных параметров. Поэтому изучение поведения селективных свойств каждой конкретной конструкции фильтра с различным количеством резонаторов в ней при варьировании диапазона частот, относительной ширины полосы пропускания, а также диэлектрической проницаемости подложки и других конструктивных параметров – важная прикладная задача. Такие исследования позволяют, во-первых, установить границы применимости выбранной конструкции, а во-вторых, они, несомненно, дают возможность создавать оптимизированные МПФ, удовлетворяющие конкретному техническому заданию при минимальном числе звеньев [1, 8, 9].

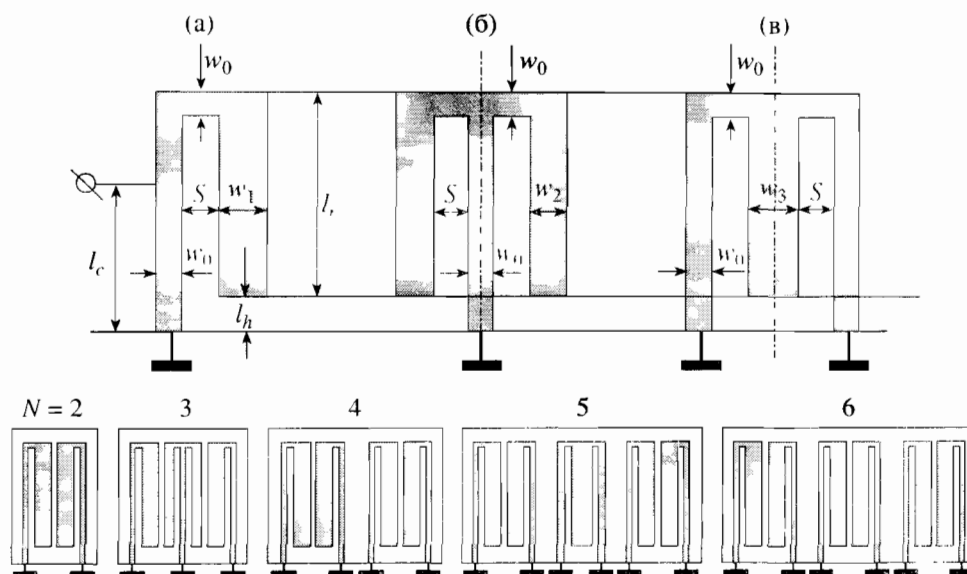


Рис. 1. Топология проводников нерегулярных микрополосковых резонаторов и фильтров на их основе с числом звеньев  $N$  от 2 до 6.

В настоящей работе исследуются селективные свойства микрополосковых фильтров с числом резонаторов  $N$  от двух до шести, имеющих форму нерегулярных шпилек (рис. 1), полосковые проводники которых состоят из регулярных участков различной ширины. Рассматриваемые конструкции обладают высокой степенью миниатюрности не только благодаря сворачиванию и ступенчатому изменению ширины полосковых проводников, но и применению в них четвертьволновых резонаторов. Фильтры на аналогичных, но встречно-направленных резонаторах были исследованы в работе [9]. Однако при изготовлении подложек для таких конструкций требуется соблюдать высокую точность не только по толщине, но и по ширине, так как полосковые проводники резонаторов замыкаются на экран на противоположных сторонах подложки, а значит, ее ширина определяет длину резонаторов. Поэтому представляет интерес исследовать селективные свойства многозвенных фильтров на сонаправленных резонаторах, так как эти конструкции свободны от отмеченного выше недостатка (см. рис. 1). Отметим, что исследуемые конструкции, как и в [9], при четном числе звеньев  $N$  содержат резонаторы одинаковой формы (рис. 1а), у которых с экраном соединены свободные концы узких участков проводников. А в фильтрах с нечетным  $N$  для сохранения зеркальной симметрии топологии проводников центральный резонатор имеет также зеркальную симметрию и состоит из двух “шпилек”, соединенных вместе либо замкнутыми на экран участками (рис. 1б), либо разомкнутыми (рис. 1в).

Важно также отметить, что в рассматриваемых резонаторах пучности высокочастотного тока находятся в точках соединения проводников с экраном, а пучности высокочастотного напряжения – на противоположных, свободных концах полосковых проводников. В результате на частотах первой моды колебаний резонатора узкий регулярный участок его проводника играет роль распределенной индуктивности, а широкий регулярный участок – распределенной емкости. Поэтому с увеличением скачка ширины проводников не только уменьшаются габариты резонаторов и устройства в целом, но и существенно увеличивается ширина высокочастотной полосы заграждения фильтра вследствие смещения второй, паразитной полосы пропускания в область высоких частот [9].

### 1. МОДЕЛЬ И МЕТОД РАСЧЕТА

В рассматриваемых конструкциях фильтров длина областей связи проводников всех резонаторов одинакова и равна высоте “шпилек”  $l_r$  (см. рис. 1). Ширина узких регулярных участков  $w_0$  также одинакова у всех резонаторов, а свободные концы проводников этих участков достигают краев подложки и именно в этих точках замыкаются на экран. Широкие регулярные участки проводников не доходят до краев подложки на величину  $l_h$ , а их ширина равна  $w_1$  – для крайних резонаторов,  $w_2$  – для ближайших к ним внутренних резонаторов, и, наконец,  $w_3$  – для средних резонаторов в пяти- и шестизвенных фильтрах. Ширина

регулярного участка, соединяющего широкий и узкий проводники в резонаторе, разделенные зазором  $S$ , равна ширине  $w_0$ . Внешние линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом конструктивно подключены к полосковым проводникам крайних резонаторов на расстоянии  $l_c$  от замкнутого на экран конца.

Численный анализ конструкций проводился на одномерных моделях, состоящих из последовательно соединенных регулярных отрезков одиночных и многосвязанных линий. Погонные параметры которых вычислялись вариационным методом в квазистатическом приближении [10]. Топология полосковых проводников фильтров разбивалась на регулярные участки путем вертикальных и горизонтальных сечений в областях изгиба проводников, по их концам, а также по точкам кондуктивного подключения линий передачи. В расчете принимались во внимание только волны основного типа. Амплитуды этих волн, а также амплитуды отраженной и прошедшей волны связаны с амплитудой падающей электромагнитной волны системой линейных уравнений, получающихся из условия непрерывности токов и напряжений на границах проводников всех регулярных отрезков модели. Диссипативные потери СВЧ-мощности учитывались введением собственной добротности микрополосковых резонаторов  $Q_0$ , взятой из эксперимента.

Программы анализа, написанные для рассматриваемых фильтров, позволяют при фиксированных конструктивных параметрах микрополосковых структур рассчитывать в заданном диапазоне частотные зависимости прямых и обратных потерь, фазы и группового времени запаздывания прошедшей волны. При этом параметрами структур являются геометрические размеры проводников, толщина подложки  $h$  и ее диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$ , положение точек кондуктивного подключения линий передачи к крайним резонаторам  $l_c$ , собственная добротность резонаторов  $Q_0$ , а при наличии верхнего экрана – его высота над поверхностью подложки  $h_a$ . Программы анализа подключались к экспертной системе Flitex32, предназначенной для автоматизированного параметрического синтеза фильтров по заданной характеристике полосы пропускания, прототип которой описан в работе [5]. В техническом задании для синтеза устройства фиксируются лишь центральная частота полосы пропускания  $f_0$ , ее ширина по заданному уровню относительно уровня минимальных потерь фильтра, например, по уровню  $-3$  дБ ( $\Delta f_3$ ) и уровень максимальных отражений СВЧ-мощности в полосе пропускания  $L_R$ , на котором у настроенного филь-

тра должны находиться все  $N - 1$  максимумов обратных потерь [9].

Синтез фильтров проводился методом оптимальной коррекции [11]. В этом методе для каждого фильтра предварительно выделяются  $N + 1$  конструктивных параметров, от которых наиболее сильно зависят характеристики в полосе пропускания и которые будут подбираться в процессе оптимизации. Эти параметры называют подстроечными, а все остальные – основными. Для двухзвенной конструкции подстроечными параметрами являются высота “шпильки”  $l_r$ , от которой в основном зависит центральная частота полосы пропускания; величина зазора  $S_1$  между проводниками резонаторов, которая наиболее сильно влияет на ширину полосы пропускания. И, наконец, положение точек кондуктивного подключения линий к резонаторам  $l_c$ , которые определяют уровень отражений в полосе пропускания. Все остальные параметры двухзвенной конструкции фиксированы в процессе оптимизации, т.е. являются основными. Для трехзвенного фильтра к подстроечным параметрам добавляется еще один – ширина полоскового проводника среднего резонатора  $w_2$ , изменением которой настраивается его собственная частота. Эта частота, хоть и в меньшей степени, зависит еще и от величины зазора с крайними резонаторами  $S_1$ . При этом резонансные частоты всех резонаторов должны совпадать с центральной частотой полосы пропускания. Для четырехзвенного фильтра к подстроечным параметрам добавляется величина зазора между проводниками средних резонаторов  $S_2$ . Этим зазором достигается баланс связей между “наружными” и “внутренними” парами резонаторов. Для пятизвенного фильтра шестым подстроечным параметром является ширина полоскового проводника среднего резонатора  $w_3$ , которой настраивается его собственная частота. И, наконец, для шестирезонаторного фильтра, кроме всех перечисленных подстроечных параметров конструкции, добавляется седьмой параметр – зазор между проводниками центральных резонаторов  $S_3$ , которым балансируется связь этих звеньев с остальными.

Оптимизация подстроечных конструктивных параметров при автоматической настройке фильтров в системе Flitex32 считается завершенной, если одновременно выполняются три условия. Во-первых, отклонение уровней всех максимумов обратных потерь в полосе пропускания не превышает  $\pm 0.2$  дБ от  $-14$  дБ, во-вторых, ширина полосы пропускания отличается от заданной не более чем на  $\pm 1\%$  и, в-третьих, центральная частота полосы пропускания отклоняется от заданной не более чем на  $\pm 0.1\%$  от требуемой ширины полосы

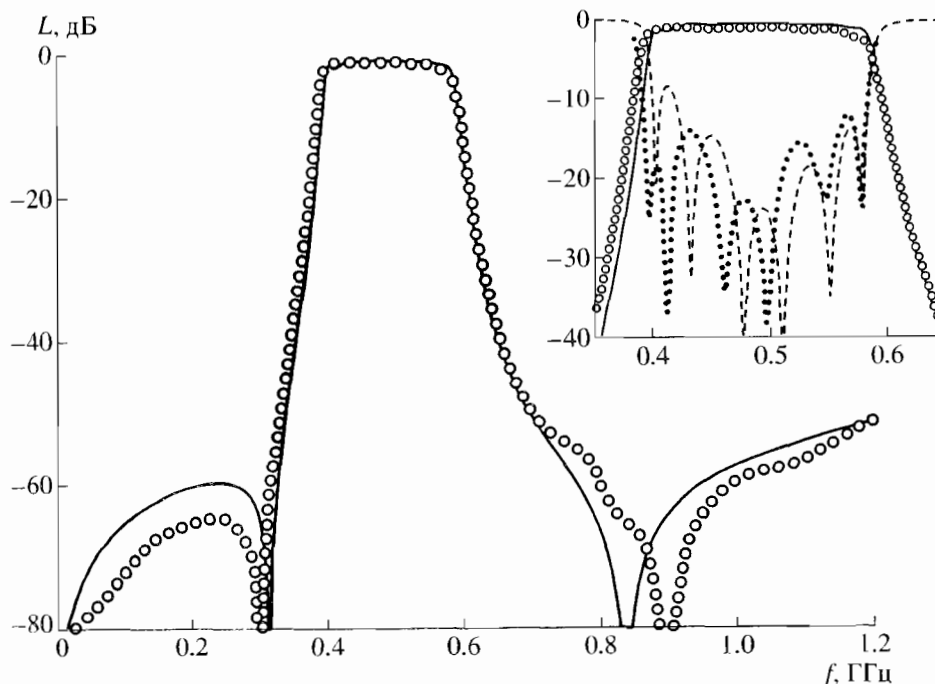


Рис. 2. АЧХ шестизвенного фильтра на подложке из ФЛАН ( $\epsilon = 2.8$ ): сплошные и штриховые линии – расчет, точки – эксперимент. На вставке приведен увеличенный фрагмент АЧХ и обратные потери.

пропускания. Благодаря последнему условию точность установки центральной частоты повышается с уменьшением ширины полосы пропускания.

Селективные свойства синтезированных таким образом фильтров оценивались по коэффициентам крутизны низкочастотного  $K_l$  и высокочастотного  $K_h$  склонов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) [1, 6, 9]

$$K_l = \frac{\Delta f_3/2}{\Delta f_l - \Delta f_3/2} \quad K_h = \frac{\Delta f_3/2}{\Delta f_h - \Delta f_3/2}, \quad (1)$$

где  $\Delta f_3$  – ширина полосы пропускания по уровню  $-3$  дБ, а  $\Delta f_l = f_0 - f_l$  и  $\Delta f_h = f_h - f_0$  – ширины полос частот, измеренные от центра полосы пропускания до соответственно низкочастотного и высокочастотного склонов АЧХ на уровне  $-30$  дБ от уровня минимальных потерь (см. рис. 2). Эти коэффициенты удобны тем, что они “чувствительнее” к изменению селективных свойств фильтра по сравнению с традиционными коэффициентами прямоугольности АЧХ [12]. Кроме того, по различию  $K_l$  и  $K_h$  можно судить о степени асимметрии характеристики фильтра.

Эксперимент, проведенный на образцах рассмотренных фильтров с любым количеством звеньев, показал достаточно хорошее согласие с расчетом, благодаря как учету в моделях фильтров концевых емкостей на свободных краях отрезков микрополосковых линий [13], так и учету в квази-

статической теории частотной дисперсии диэлектрической проницаемости [14].

## 2. ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Хорошее согласие расчета с экспериментом продемонстрировали образцы фильтров с относительной шириной полосы пропускания  $\Delta f_3/f_0 = 10\%$ , которые предварительно были синтезированы на подложках толщиной  $h = 1$  мм из керамик В-80 ( $\epsilon = 80$ ), ТБНС ( $\epsilon = 40$ ) и из поликора ( $\epsilon = 9.8$ ), а затем изготовлены методом гравировки по лаку [15]. После изготовления фильтров рисунки полосковых проводников каждого образца тщательно обмеряли, затем определяли усредненные размеры всех регулярных участков топологии конструкции, которые и подставлялись в программу анализа для расчета амплитудно-частотной характеристики и последующего сравнения с измеренной АЧХ.

Была проведена также проверка точности расчета фильтров на подложках с малой диэлектрической проницаемостью, обладающих сравнительно “широкими” полосами пропускания. И даже в этом случае достаточно хорошее совпадение расчета с измерениями наблюдается на частотных зависимостях как прямых, так и обратных потерь. На рис. 2 представлены рассчитанные ча-

стотные зависимости прямых (сплошная линия) и обратных (штриховая линия) потерь, а точками показаны результаты измерений шестирезонаторного фильтра, изготовленного на подложке из ФЛАН ( $\epsilon = 2.8$ ) толщиной  $h = 1.5$  мм. Измеренная относительная ширина полосы пропускания этого фильтра составила величину  $\Delta f_3/f_0 = 40.3\%$ , а рассчитанная –  $38.4\%$ . При этом параметры конструкции (см. рис. 1) были следующими, в мм:  $l_r = 44.5$ ;  $l_h = 1.65$ ;  $S = 1.034$ ;  $w_0 = 0.966$ ;  $w_1 = 3.965$ ;  $w_2 = 2.907$ ;  $w_3 = 3.265$ ;  $S_1 = 0.140$ ;  $S_2 = 0.548$ ;  $S_3 = 0.273$ ;  $l_c = 25.0$ ;  $Q_0 = 190$ .

Измерения показали, что на всех исследованных образцах наблюдается достаточно хорошее совпадение с расчетом не только по центральной частоте и ширине полосы пропускания, но и по коэффициентам крутизны склонов АЧХ. Полученные факты позволяют исследовать закономерности поведения частотно-селективных свойств рассматриваемых конструкций фильтров теоретически. Возможность таких исследований при варьировании основных конструктивных параметров устройств предусмотрена в созданной нами экспертной системе для автоматизированного проектирования микрополосковых фильтров Filtext32. С этой целью исследователю необходимо лишь выбрать интересующий его основной параметр конструкции, задать шаг и диапазон его изменения. На каждом шаге работы программы фильтр автоматически настраивается на заданную полосу пропускания коррекцией подстроечных параметров, как это было описано выше. После каждого шага данные о коэффициентах крутизны склонов получившейся АЧХ фильтра, а также о всех его конструктивных параметрах заносятся в отдельный файл-таблицу, по которому в дальнейшем можно строить соответствующие одно- или двумерные зависимости, используя стандартные пакеты программ. Таким образом, содержащиеся в файле-таблице сведения позволяют анализировать не только изменение селективных свойств исследуемого фильтра, но и поведение его подстроечных параметров при варьировании основных параметров конструкции.

Известно, что крутизна склонов АЧХ микрополоскового фильтра, у которого полюса затухания располагаются вдали от полосы пропускания, определяется исключительно типом связи его резонаторов на частотах полосы пропускания [16]: в случае преимущественно емкостного взаимодействия крутизна низкочастотного склона выше, а в случае преимущественно индуктивного – наоборот. Известно также, что относительная ширина полосы пропускания фильтра связана с коэффициентом полной связи микрополосковых резона-

торов  $k$ , определяемым “алгебраической суммой” коэффициентов индуктивного  $k_L$  и емкостного  $k_C$  взаимодействий [17], которые могут иметь как одинаковые, так и противоположные знаки

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}. \quad (2)$$

В рассматриваемых нами конструкциях на сонаправленных шпильковых резонаторах коэффициенты  $k_L$  и  $k_C$  имеют противоположные знаки на частотах первой, рабочей полосы пропускания. Другими словами, коэффициенты полной связи между звеньями фильтра определяются разностью коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия, в отличие от фильтров на встречно-направленных резонаторах [9], в которых коэффициенты индуктивной и емкостной связи имеют одинаковые знаки. Именно в этом принципиальное различие конструкций на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах, которое должно приводить к соответствующему различию формы амплитудно-частотных характеристик устройств, как это имеет место в случае фильтров на сонаправленных и встречно-направленных полуволновых шпильковых резонаторах, исследованных в [18].

В подтверждение сказанному сравним АЧХ фильтров двух конструкций с относительной шириной полосы пропускания  $\Delta f_3/f_0 = 5\%$  (рис. 3а) и  $40\%$  (рис. 3б), настроенных на центральную частоту полосы пропускания  $f_0 = 1$  ГГц при различном числе звеньев  $N$  в них. Подложки фильтров из поликора ( $\epsilon = 9.8$ ) толщиной  $h = 1$  мм, при этом ширина участков проводников, замкнутых на экран,  $w_0 = 1$  мм, а свободных участков  $w_1 = 2$  мм. Все остальные конструктивные параметры фильтров приведены в таблице.

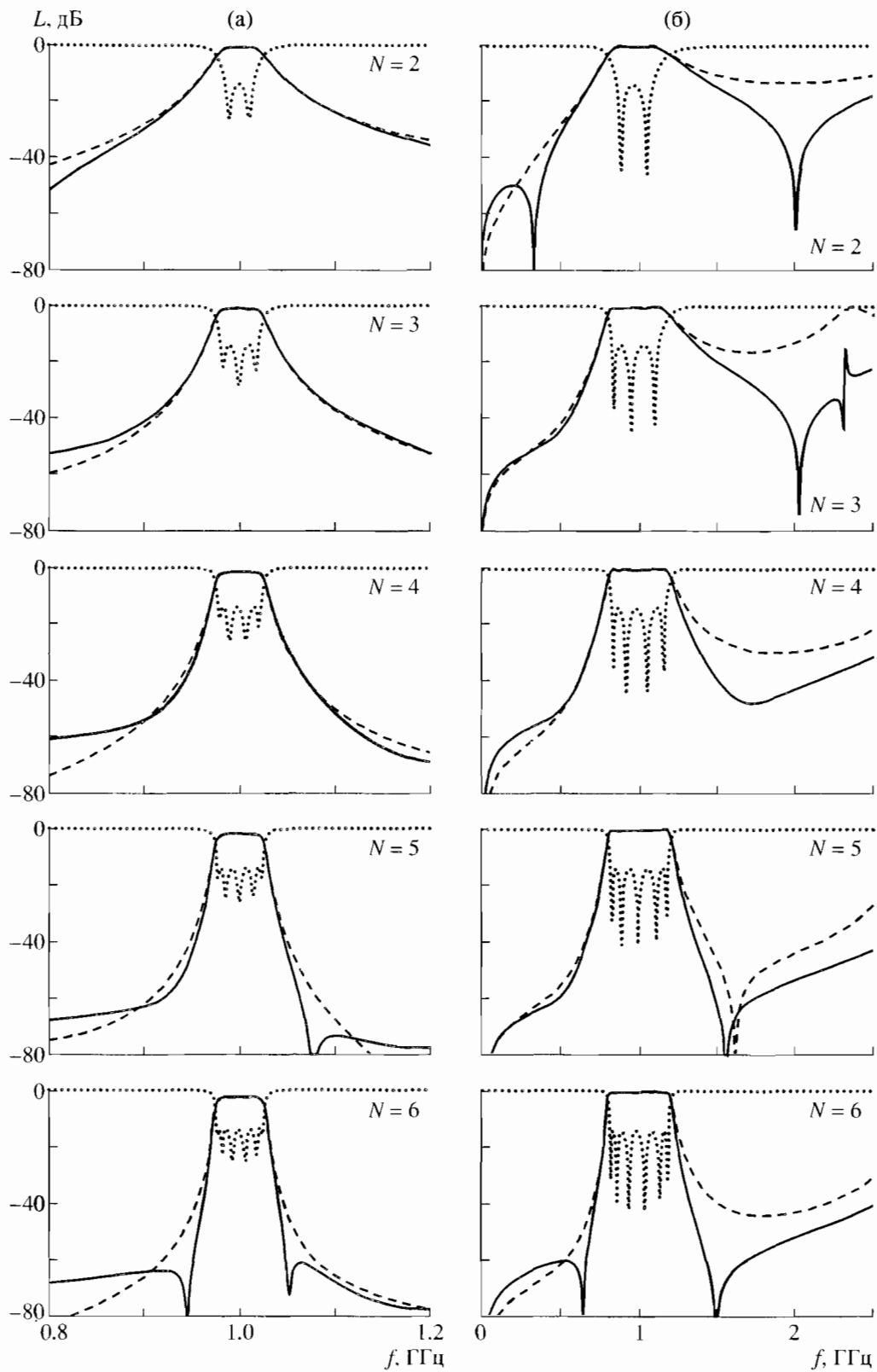
Как видно из рис. 3, для фильтров и с “широкой”, и с “узкой” полосой пропускания крутизна склонов АЧХ конструкций на сонаправленных резонаторах выше, чем у фильтров на встречно-направленных резонаторах, причем с ростом числа звеньев такое различие увеличивается. Интересно, что в шестизвенных фильтрах на сонаправленных резонаторах справа и слева от полосы пропускания независимо от ее ширины наблюдаются полюса затухания, которые существенно повышают крутизну обоих склонов АЧХ, увеличивая тем самым частотно-селективные свойства исследуемого МПФ по сравнению с фильтром на встречно-направленных резонаторах [9].

Анализируя данные таблицы, важно отметить следующее. В случае “узкополосных” устройств все конструктивные параметры топологии проводников для фильтров на сонаправленных и

Значения конструктивных параметров фильтров при сонаправленной и встречно-направленной ориентации резонаторов

N	Конструктивный параметр, мм	Сонаправленное		Встречно-направленное	
		$\Delta f_3/f_0, \%$			
		5	40	5	40
2	$l_r$	12.860	13.000	12.860	13.320
	$l_c$	2.807	8.872	2.810	8.967
	$S_1$	1.119	0.012	1.247	0.036
3	$l_r$	12.870	13.030	12.870	12.930
	$l_c$	2.972	9.361	2.983	9.611
	$S_1$	1.088	0.026	1.173	0.027
	$w_2$	0.659	0.382	0.668	0.495
4	$l_r$	12.84	13.170	12.880	13.460
	$l_c$	2.947	9.708	3.031	9.792
	$S_1$	1.135	0.028	1.279	0.055
	$S_2$	3.410	0.372	3.400	0.473
	$w_2$	1.986	1.594	1.958	1.546
5	$l_r$	12.870	13.070	12.880	13.410
	$l_c$	3.093	9.773	3.082	9.904
	$S_1$	1.119	0.012	1.258	0.042
	$S_2$	2.755	0.134	2.769	0.220
	$w_2$	1.969	1.906	1.959	1.697
	$w_3$	5.051	5.217	4.535	4.057
6	$l_r$	12.880	13.160	12.880	13.460
	$l_c$	3.095	9.914	3.066	10.030
	$S_1$	1.113	0.021	1.251	0.048
	$S_2$	3.406	0.378	3.401	0.487
	$S_3$	1.257	0.085	1.495	0.135
	$w_2$	1.965	1.566	1.957	1.525
	$w_3$	1.969	1.764	1.960	1.667

Примечание. Шестизвенные фильтры ( $f_0 = 1$  ГГц) на подложках с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 9.8$  толщиной 1 мм.



**Рис. 3.** Сравнение формы АЧХ фильтров в зависимости от количества звеньев  $N$  на сонаправленных (сплошные линии) и встречно-направленных (штриховые линии) резонаторах с относительной полосой пропускания 5% (а) и 40% (б); точками показаны частотные зависимости обратных потерь.

встречно-направленных резонаторах с любым количеством звеньев в них почти не отличаются. Это связано с тем, что в “узкополосных” МПФ требуется “слабая” связь между резонаторами, поэтому величина зазоров между ними превышает толщину подложки и, следовательно, емкостное взаимодействие между звеньями ничтожно мало по сравнению с индуктивным. В результате, невзирая на то, что для конструкции на встречно-направленных резонаторах коэффициенты индуктивного  $k_L$  и емкостного  $k_C$  взаимодействия, как уже отмечалось, имеют одинаковые знаки, а для сонаправленных – противоположные, величины зазоров, отвечающих равенству полных коэффициентов связи, из-за малости  $k_C$  для обоих вариантов остаются почти одинаковыми.

В случае “широкополосных” фильтров, напротив, параметры топологии проводников для двух рассмотренных конструкций сильно отличаются (см. таблицу). Этот факт связан, очевидно, с тем, что при увеличении ширины полосы пропускания требуется соответствующее уменьшение зазоров между резонаторами, которое приводит к более резкому увеличению коэффициента емкостного взаимодействия по сравнению с индуктивным [17]. Поэтому в конструкциях на сонаправленных и встречно-направленных резонаторах, имеющих относительную ширину полосы пропускания 40%, особенно сильно отличаются зазоры. Причем, как и следовало ожидать, для конструкций на сонаправленных резонаторах требуются меньшие зазоры для получения заданной полосы пропускания из-за различия знаков коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействия. Исключения составляют лишь трехзвенные конструкции, у которых величины зазоров  $S_1$  почти одинаковые. Однако при этом в них существенно различается ширина незамкнутых на экран полосковых проводников у средних резонаторов  $w_2$ , что и обеспечивает равенство коэффициентов полной связи для обоих фильтров. Действительно, коэффициенты  $k_L$  и  $k_C$  сильно зависят от ширины полосковых проводников в области, где она меньше толщины подложки. Причем важно отметить, что в этой области с уменьшением ширины проводников коэффициент индуктивной связи уменьшается, а емкостной – увеличивается [17].

Принимая во внимание характер распределения высокочастотных токов и напряжений по длине полосковых проводников на частотах первой полосы пропускания, заметим, что для тех пар резонаторов в рассматриваемых конструкциях (см. рис. 1), между которыми связь осуществляется замкнутыми на экран участками, индуктивное взаимодействие всегда превалирует над емкост-

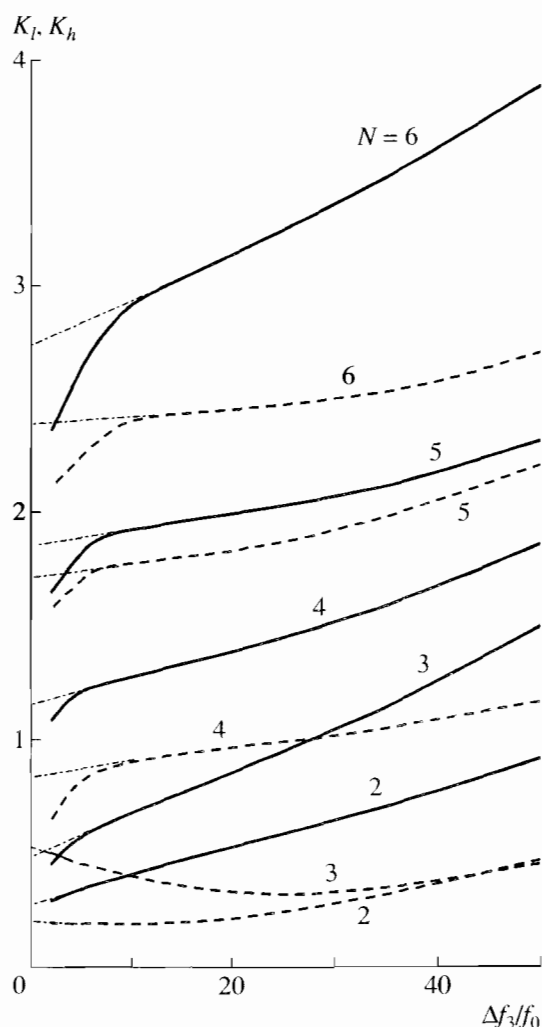


Рис. 4. Зависимости крутизны низкочастотного (сплошные линии) и высокочастотного (штриховые) склонов АЧХ от ширины полосы пропускания фильтров с числом звеньев  $N$  от 2 до 6.

ным. Однако для резонаторов, взаимодействующих незамкнутыми на экран участками, существенной становится емкостная связь, особенно для фильтров с “широкой” полосой пропускания. Поэтому в рассматриваемых двух- и трехзвенных фильтрах связь между резонаторами определяет емкостное взаимодействие, а для  $N \geq 4$  имеет место чередующийся тип связи между соседними парами резонаторов. Таким образом, количество пар резонаторов с индуктивной связью (взаимодействующих замкнутыми на экран отрезками проводников) меньше, чем с емкостной связью (взаимодействующих разомкнутыми отрезками) при любом числе звеньев, кроме  $N = 5$ , когда их количество одинаково. В этом случае, как и следовало ожидать, наблюдается наименьшее различие крутизны склонов  $K_L$  и  $K_h$ .



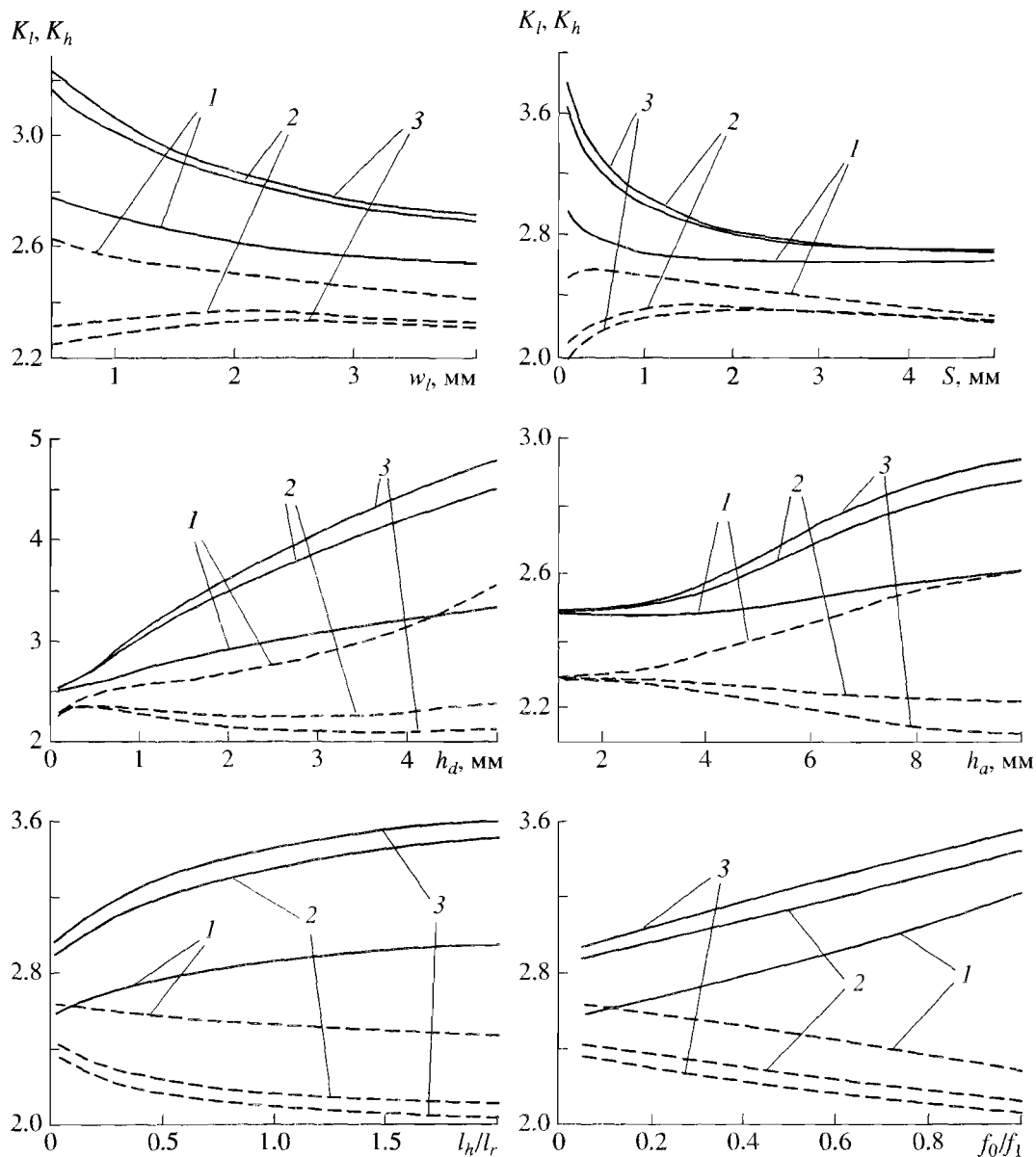


Рис. 5. Поведение крутизны низкочастотного (сплошные линии) и высокочастотного (штриховые линии) склонов АЧХ шестиэлевментных фильтров с относительной полосой пропускания  $\Delta f_3/f_0 = 10\%$  на подложках с  $\epsilon = 2.2$  (1), 9.8 (2) и 80 (3) при изменении их параметров.

Для сравнения нами были получены зависимости коэффициентов крутизны склонов АЧХ от относительной ширины полосы пропускания исследуемых фильтров, имеющих число резонаторов от 2 до 6 (рис. 4). В этом исследовании была выбрана центральная частота полосы  $f_0 = 500$  МГц, а синтез устройств проводился при следующих основных конструктивных параметрах:  $\epsilon = 9.8$ ,  $h = 1$  мм,  $w_1 = 1$  мм,  $w_0 = 1$  мм,  $S = 1$  мм и  $Q_0 = 500$ . Для всех конструкций синтезировался ряд фильтров с шагом по ширине полосы пропускания 5 МГц, начиная от  $\Delta f_3 = 10$  МГц, и до тех пор, пока вели-

чина наименьшего из зазоров  $S_1$  не уменьшалась до 10 мкм. Отметим, что с увеличением ширины полосы пропускания фильтра высота "шпильки" изменялась в пределах 0.7 мм, причем она сначала монотонно увеличивалась, а затем также монотонно уменьшалась, но в среднем ее величина составляла  $l_r \approx 26$  мм. Этот факт обусловлен влиянием на резонансные частоты крайних резонаторов как изменения соотношения коэффициентов индуктивного и емкостного взаимодействий вследствие уменьшения величины зазоров между резонаторами в фильтре с ростом  $\Delta f_3/f_0$ , так и увеличе-

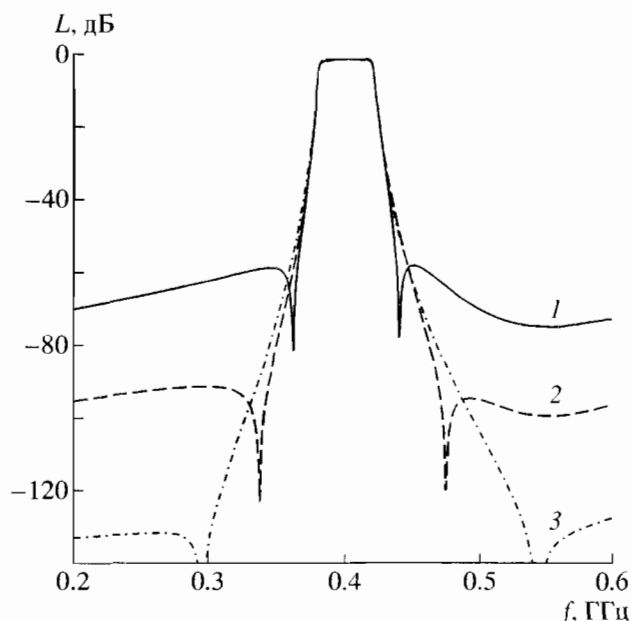


Рис. 6. Амплитудно-частотные характеристики шестизвенного фильтра без экранирующей крышки (1), с высотой экрана над подложкой  $h_a = 10$  (2) и 5 мм (3).

ния  $l_c$ , необходимого при этом для согласования фильтра с входом и выходом. Действительно, увеличение емкостной связи резонаторов, как известно, понижает их резонансные частоты, а изменение точек кондуктивного подключения внешних линий передачи приводит к немонотонной зависимости резонансных частот от  $l_c$  [19].

Как и следовало ожидать, с ростом числа звеньев в фильтре крутизна обоих склонов его амплитудно-частотной характеристики быстро нарастает, при этом низкочастотный склон у всех конструкций круче высокочастотного (см. рис. 4). Отметим, что крутизна склонов монотонно увеличивается и с ростом относительной ширины полосы пропускания для всех рассмотренных конструкций, за исключением трехзвенной, у которой зависимость  $K_h(\Delta f_3/f_0)$  ведет себя не монотонно. Резкое уменьшение коэффициентов крутизны, наблюдаемое при  $\Delta f_3/f_0 < 10\%$ , обусловлено сравнительно низкой собственной добротностью резонаторов, которая оказывает сильное влияние на  $K_l$  и  $K_h$  лишь в “узкополосных” фильтрах. В доказательство построены аналогичные зависимости для всех фильтров при добротности их резонаторов  $Q_0 \rightarrow \infty$  (см. рис. 4, штрихпунктирные линии).

Известно, что диэлектрическая проницаемость подложки, скачки ширины полосковых проводников и другие конструктивные параметры МПФ на нерегулярных резонаторах могут значительно изменять соотношение коэффициентов индуктив-

ной и емкостной связи между звеньями, приводя к соответствующему изменению крутизны склонов АЧХ [1, 9]. В исследуемых фильтрах на крутизну склонов АЧХ оказывают влияние практически все основные конструктивные параметры. Это обусловлено особенностями конструкции, названными выше: во-первых, чередующимся типом связи между соседними резонаторами, а во-вторых, различающимися знаками индуктивного и емкостного взаимодействия на частотах в области полосы пропускания.

На рис. 5 представлены зависимости крутизны склонов АЧХ от некоторых основных параметров шестизвенных фильтров на подложках из полимерного материала ФЛАН ( $\epsilon = 2.2$ ), поликора ( $\epsilon = 9.8$ ) и керамики ТБНС ( $\epsilon = 80$ ). Исходные конструктивные параметры всех устройств (см. рис. 1) были следующими:  $w_0 = 1$  мм;  $w_1 = 1$  мм;  $S = 1$  мм;  $l_h = 1$  мм;  $h_d = 1$  мм;  $h_a = \infty$ ;  $Q_0 = 500$ . В этих исследованиях все фильтры имели одинаковую относительную ширину полосы пропускания  $\Delta f_3/f_0 = 10\%$ , но настраивались на разные центральные частоты с тем, чтобы длина “шпилек”  $l_r$  у фильтров на различных подложках была приблизительно одинаковой. При этом  $f_0$  для фильтров на ФЛАНе была 3 ГГц, для фильтров на поликоре – 1.5 ГГц, а для фильтров на керамике ТБНС – 0.5 ГГц.

Видно, что с увеличением как ширины полоскового проводника  $w_1$ , так и зазора между проводниками резонатора  $S$  крутизна низкочастотного склона АЧХ у фильтров быстро падает, а

высокочастотного – слабо растет, за исключением устройства на подложке из ФЛАНА с малой диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2.2$ . При этом у всех устройств крутизна низкочастотного склона остается больше крутизны высокочастотного, и это различие растет с повышением диэлектрической проницаемости подложки. С увеличением толщины подложки  $h_d$  и высоты экранирующей крышки над ней  $h_a$ , напротив, крутизна низкочастотного склона АЧХ растет, а высокочастотного падает, но также за исключением фильтра на подложке из ФЛАНА, для которого наблюдается монотонный рост крутизны обоих склонов.

Очевидно, увеличение  $l_h$  в рассматриваемой конструкции (см. рис. 1) приводит к уменьшению длины области взаимодействия между парами резонаторов с преимущественно емкостной связью и к увеличению длины области взаимодействия между парами резонаторов с преимущественно индуктивной связью. Поэтому, как и следовало ожидать, с ростом  $l_h/l_r$  для всех фильтров наблюдается увеличение крутизны низкочастотного склона АЧХ и уменьшение – высокочастотного. Заметим, что изменение высоты резонаторов “шпилек” в этом исследовании у фильтра на подложке из керамики ТБНС наблюдалось в пределах  $l_r \approx 10.6 \dots 5.4$  мм, на подложке из поликора  $l_r \approx 9.8 \dots 4.7$  мм, а на подложке из ФЛАНА  $l_r \approx 9.6 \dots 4.6$  мм.

Исследования показали, что при неизменных основных параметрах рассматриваемых конструкций фильтров коэффициенты крутизны склонов АЧХ зависят не только от ширины (см. рис. 4), но и от центральной частоты полосы пропускания. Такие зависимости коэффициентов крутизны от нормированной центральной частоты полосы пропускания  $f_0/f_1$  представлены на рис. 5 для шестизвенных фильтров с исходными параметрами, перечисленными выше. Видно, что с ростом частоты  $K_l$  монотонно растет, а  $K_h$  – падает, так же как и в случае фильтров на встречно-направленных резонаторах [9]. Однако для рассматриваемых конструкций на сонаправленных резонаторах эти зависимости существенно сильнее.

Известным достоинством фильтров на нерегулярных резонаторах [1, 7, 9], к которым относятся и исследуемые конструкции, является увеличенная ширина полосы заграждения, что достигается возможностью значительного смещения второй, паразитной полосы пропускания в область высоких частот. Это достигается простым увеличением различия между шириной регулярного участка полоскового проводника, замкнуто-

го на экран  $w_0$  (см. рис. 1), в котором, как уже отмечалось, располагается пучность высокочастотного тока для первой – рабочей моды колебаний резонатора, и регулярного участка, не замкнутого на экран  $w_1$ , в котором располагается пучность высокочастотного напряжения. Действительно, вблизи частоты первой моды микрополосковый резонатор можно представить колебательным контуром, в котором роль индуктивности играет замкнутый на экран регулярный участок полоскового проводника, а роль емкости – регулярный участок с разомкнутым концом. В результате как с уменьшением ширины проводника  $w_0$ , так и с увеличением  $w_1$  понижается собственная частота первой моды колебаний резонатора за счет соответствующего увеличения индуктивности или емкости. Однако резонансная частота второй моды колебаний при этом растет, так как для нее в распределении высокочастотных полей по длине резонатора вторая пучность тока находится на широком участке полоскового проводника, где погонная индуктивность мала, а вторая пучность напряжения находится на узком участке проводника, где погонная емкость мала. В результате ширина области заграждения в таком фильтре может составлять несколько октав [9].

Важно отметить, что экранирование микрополосковых фильтров приводит к значительному увеличению уровней затухания СВЧ-мощности в полосах заграждения. На рис. 6 представлены амплитудно-частотные характеристики шестизвенного фильтра, построенные для трех различных расстояний  $h_a$  экранирующей крышки от подложки. Рассматриваемый фильтр на подложке толщиной  $h_d = 1$  мм из керамики ТБНС ( $\epsilon = 80$ ) имел следующие основные конструктивные параметры:  $w_0 = 1$  мм;  $w_1 = 1$  мм;  $S = 1$  мм и  $l_h = 1$  мм. Он настраивался на центральную частоту полосы пропускания  $f_0 = 0.4$  ГГц и относительную ширину  $\Delta f_3/f_0 = 10\%$ . При этом в отсутствие экрана высота резонаторов была  $l_r = 13.48$  мм, а зазоры между ними  $S_1 = 0.68$  мм;  $S_2 = 2.26$  мм и  $S_3 = 0.79$  мм. Действительно видно, что с приближением экрана к подложке затухание в обеих полосах заграждения быстро увеличивается, однако форма АЧХ до уровня  $-30$  дБ остается практически неизменной. Другими словами, коэффициенты крутизны склонов АЧХ для рассматриваемого фильтра слабо зависят от высоты экрана, так как величина всех зазоров между проводниками резонаторов намного меньше этой высоты даже при  $h_a = 5$  мм. В результате на частотах вблизи первой полосы пропускания фильтра экран почти не возмущает высокочастотные поля резонаторов.

Тем не менее следует отметить, что с приближением экранирующей крышки к подложке величина емкостной связи резонаторов в фильтре растет, а индуктивной – падает. Поэтому требуется соответствующее увеличение “емкостных” зазоров  $S_1$  и  $S_3$ , и уменьшение “индуктивного” зазора  $S_2$ . Так, при высоте экрана  $h_a = 5$  мм зазоры между резонаторами становятся следующими:  $S_1 = 0.73$  мм;  $S_2 = 1.94$  мм и  $S_3 = 0.88$  мм. Кроме того, незначительно подрастает и высота шпилек до  $l_r = 13.56$  мм.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенные исследования показали, что конструкции микрополосковых фильтров на сонаправленных четвертьволновых шпильковых резонаторах отличаются не только высокой степенью миниатюрности, но и вместе с тем обладают более высокими селективными свойствами по сравнению с аналогичными конструкциями на встречно-направленных резонаторах [9]. Они также позволяют реализовать устройства на подложках с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 2 \dots 100$ , с относительной шириной полосы пропускания  $\Delta f_3/f_0 = 2 \dots 50\%$ , в достаточно широком диапазоне частот  $f_0 = 0.1 \dots 5.0$  ГГц. Однако в рассмотренных конструкциях крутизна склонов амплитудно-частотной характеристики сильнее зависит от основных конструктивных параметров, что дает большие возможности для получения заданной формы АЧХ.

Особенно важным достоинством рассмотренных конструкций является высокая технологичность изготовления. Действительно, в фильтрах на встречно-направленных резонаторах при изготовлении подложек требуется соблюдать высокую точность не только по толщине, но и по ширине, так как полосковые проводники резонаторов в них замыкаются на экран на противоположных сторонах подложки, а значит, ее ширина определяет длину резонаторов [9]. В исследованных же конструкциях полосковые проводники резонаторов замыкаются на экран на одной стороне подложки (см. рис. 1), поэтому они свободны от этого недостатка. Более того, в них сохраняются все достоинства, присущие фильтрам на встречно-направленных резонаторах, в том числе и возможность значительного расширения полосы заграждения, а также достаточно хорошее согласие с экспериментом численного расчета микрополосковых структур, проводимого в квазистатическом приближении.

Необходимо отметить, что в рассмотренных фильтрах с нечетным числом звеньев, так же как

и в конструкциях исследованных ранее [9], центральные резонаторы имеют ширину почти вдвое большую по сравнению с остальными в силу зеркальной симметрии топологии их проводников (см. рис. 1). В результате трехзвенный фильтр имеет габариты подложки почти как четырехзвенный, а пятизвенный почти как шестизвенный. Поэтому фильтры с нечетным числом звеньев на первый взгляд кажутся неэффективными, учитывая тот факт, что крутизна склонов АЧХ в конструкциях с большим количеством резонаторов существенно выше. Однако устройства с меньшим числом звеньев значительно проще в настройке, а главное, они имеют заметно меньшие потери СВЧ-мощности в полосе пропускания. Поэтому в ряде случаев, когда требования к селективности устройства не слишком высокие, трехзвенный фильтр может оказаться предпочтительнее четырехзвенного, а пятизвенный – предпочтительнее шестизвенного.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Никитина М.И. и др.* // РЭ. 2000. Т. 45. № 8. С. 910.
2. *Александровский А.А., Беляев Б.А., Лексиков А.А.* // РЭ. 2003. Т. 48. № 4. С. 398.
3. *Беляев Б.А., Сержантов А.М.* // РЭ. 2004. Т. 49. № 3. С. 300.
4. *Сергеев А.А., Данилочкина Е.Н., Пронина Г.А. и др.* // Материалы 13-й Междунар. Крымской конф. “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. Севастополь, 2003. С. 233.
5. *Беляев Б.А., Никитина М.И., Ноженкова Л.Ф., Тюрнев В.В.* // Изв. АН. Теория и системы управления. 2000. № 2. С. 96.
6. *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Трусов Ю.Н. и др.* Миниатюризованные микрополосковые СВЧ фильтры. Препринт № 730Ф. Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1993.
7. *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Шихов Ю.Г. и др.* // Электромагнитные волны и электронные системы. 2001. Т. 6. № 1. С. 35.
8. *Беляев Б.А., Лексиков А.А., Тюрнев В.В.* // РЭ. 2004. Т. 49. № 11. С. 1315.
9. *Беляев Б.А., Бутаков С.В., Лалетин Н.В. и др.* // РЭ. 2004. Т. 49. № 11. С. 1397.
10. *Тюрнев В.В.* Квазистатическая теория связанных микрополосковых линий. Препринт № 557Ф. Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1989.
11. *Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В.* Синтез микрополосковых фильтров по заданной полосе пропускания методом оптимальной коррекции.

- Препринт № 760Ф. Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1995.
12. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. А.Л. Фельдштейна. М.: Радио и связь, 1982.
  13. Гунта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств. М.: Радио и связь, 1987.
  14. Kirschning M., Jansen R.H. // Electronics Lett. 1982. V. 18. № 6. P. 272.
  15. Беляев Б.А., Казаков А.В., Лексиков А.А., Макиевский И.Я. // ПТЭ. 1998. № 1. С. 167.
  16. Беляев Б.А., Никитина М.И., Тюрнев В.В. // Электрон. техника. Сер. СВЧ-техника. 1993. Вып. 5–6. С. 11.
  17. Тюрнев В.В., Беляев Б.А. // Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ. 1990. Вып. 4. С. 25.
  18. Беляев Б.А., Сержантов А.М. // РЭ. 2004. Т. 49. № 1. С. 24.
  19. Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Шихов Ю.Г. Двухзвенный микрополосковый СВЧ фильтр. Часть II. Препринт № 703Ф. Красноярск: Институт физики СО АН СССР, 1991.